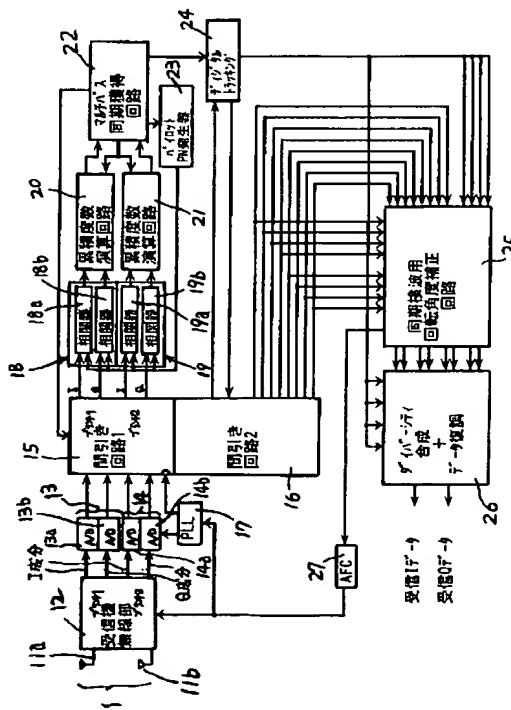


(11)特許出願公開番号

(43)公開日 平成8年(1996)12月13日

審査請求 未請求 請求項の数5 OL (全 11 頁)



## 【特許請求の範囲】

【請求項 1】 拡散通信システムの無線部に接続されて拡散送信信号を受信する複数のアンテナと、アンテナ毎に対応して設けられ各アンテナによって受信された拡散信号の拡散符号位相と受信機の逆拡散符号（レプリカコード）の位相との相関関係を求める複数の相関器と、アンテナ毎に対応して設けられ受信信号に対するある逆拡散符号位相との相関値の累積度数を求める複数の累積度数演算手段と、これらの複数の累積度数演算手段の累積度数出力を取り入れ、複数の累積度数出力にわたり、1 シンボルに対して所定の個数のピーク波形を検出してダイバーシティ合成に使用する逆拡散符号位相とアンテナを求め送信機側との同期を獲得するマルチパス同期獲得手段と、マルチパス同期獲得手段からの出力によってデジタルトラッキング動作を行なうデジタルトラッキング手段と、デジタルトラッキングデータに基づいて入力データに対する回転角度の補正を行なう回転角度補正手段と、回転角度補正されたデータをダイバーシティ合成するダイバーシティ合成手段とを備えた拡散通信システムの受信装置。

【請求項 2】 マルチパス同期獲得手段は、複数の累積度数演算手段の累積度数出力の中から、累積度数が所定のしきい値を超えるものの中の最大の累積度数を持つものから順に所定の個数の累積度数に相当する逆拡散符号位相を選び出すことを特徴とする請求項 1 記載の拡散通信システムの受信装置。

【請求項 3】 累積度数演算手段は、パワー モード演算部と疑似遅延検波モード演算部とを有し、パワー モード演算部は、受信機無線部の I 成分と Q 成分を A/D 変換したデータを受信して  $I^2 + Q^2$  を計算し、その結果をフィルターに通すことで平均受信電力を累積度数として出力する演算部であり、疑似遅延検波モード演算部は、受信機無線部の I 成分と Q 成分を A/D 変換したデータを受信し、I 成分と Q 成分をそれぞれ前シンボルの対応するデータと乗算し、I 成分と Q 成分の両方についての乗算結果を加算し、フィルターを通した結果を累積度数として出力する演算部であることを特徴とする請求項 1 または 2 記載の拡散通信システムの受信装置。

【請求項 4】 累積度数演算手段の疑似遅延検波モード演算部は、受信機無線部の I 成分と Q 成分を A/D 変換したデータを受信し、I 成分と Q 成分をそれぞれ前シンボルの対応するデータと乗算し、I 成分と Q 成分の両方についての乗算結果を加算した後に、この加算した値の平方根を求め、フィルターを通した結果を累積度数として出力することを特徴とする請求項 3 記載の拡散通信システムの受信装置。

【請求項 5】 累積度数演算手段のパワー モード演算部は受信機の逆拡散符号が同期確立出来ない段階で演算動作を行なって累積度数を求める一方、疑似遅延検波モード演算部は、逆拡散符号の同期確立ができてい

場合に演算動作を行なって累積度数を求めることを特徴とする請求項 3 または 4 記載の拡散通信システムの受信装置。

## 【発明の詳細な説明】

## 【産業上の利用分野】

【0001】本発明はディジタル拡散通信システムの受信装置に関するものである。

【従来の技術】近年、自動車電話や携帯電話等の移動体通信の分野において、符号分割多元接続 (CDMA) 方式による拡散通信システムが実用化に向けて開発されている。このような拡散通信システムにおけるダイバーシティ合成装置の従来例としては、例えば図 8 に示すものがある。この図に示すダイバーシティ合成装置は複合ダイバーシティ合成方式と呼ばれるもので、同図において、符号 1 は通信用の電波を発信および受信する複数のアンテナ、2 はこれらのアンテナ 1 のそれぞれに対応して接続された複数の相関器、3 は相関器出力から複数のパスを選択する複数パス選択合成回路、4 は前記複数パス選択合成回路 3 からの各出力を比較する合成レベル比較回路、5 は合成レベル比較回路 4 の出力に基づいて複数パス選択合成回路 3 の出力を切り替える切替スイッチ、6 は受信信号を復調して受信データを得る復調回路である。

【0002】かかる構成において、複数パス選択合成回路 3 は相関器 2 の出力のレベルの高い順番に複数パスを選択して最大比合成をし、合成レベル比較器 4 は複数パス選択合成回路 3 からの各出力を比較し、合成出力の最も高いブランチ出力を選択する。そして、切替スイッチ 5 によって、合成出力が最も高いとされるアンテナを複数のアンテナ (1~L) のの中から選択接続し、そのアンテナからの受信データを復調する。

## 【0003】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら、このような従来のダイバーシティ合成装置にあつては、合成レベル比較器 4 により複数パス選択合成回路 3 からの各出力を比較して合成出力の最も高いブランチ出力を選択し、合成出力が最も高いとされるアンテナを複数のアンテナの中から選択接続するようになっているから、アンテナは、合成出力が最も高いとはいえ、1 つに限定されてしまい、他のアンテナがある程度は高い合成出力を有していてもそのアンテナは選択されずに受信動作が遂行され、十分な受信データが得られないという不具合がある。

【0004】また、ダイバーシティ合成動作に先立って、累積度数演算処理動作を行なうタイプの拡散通信システムがあるが、その場合に累積度数演算手段における演算が受信機無線部の I 成分と Q 成分を A/D 変換したデータを受信して  $I^2 + Q^2$  を計算し、フィルターを通すことで平均受信電力を累積度数として出力するという、いわゆるパワー モード演算部のみから成っている

## 3

場合、累積度数そのものは算出し得るが、上記  $I^2 + Q^2$  を計算することによりパイロットチャネルが常時1しか得られず、平均値は1となる。よってデータがランダム的に1、-1となる場合、本来ならば平均値は0となるはずであるが、この平均値0を利用することが出来なくなってしまうという不具合がある。

【0005】本願の発明は前記問題点に鑑みてなされたもので、その第1の目的は、拡散通信システムにおける受信品質を向上させることが可能な受信装置を提供することである。

【0006】本発明の第2の目的は、拡散通信システムの受信動作に際しての同期確立が確実にこなえる受信装置を提供することである。

【0007】

【課題を解決するための手段】本発明は上記目的を達成するために、拡散通信システムの受信装置を、複数のアンテナと、アンテナ毎に対応して設けられ受信拡散信号の拡散符号位相と受信機の逆拡散符号（レプリカコード）の位相との相関関係を求める複数の相関器と、アンテナ毎に対応して設けられ受信信号に対する逆拡散符号位相との相関値の累積度を求める複数の累積度数演算手段と、複数の累積度数演算手段の累積度数出力を取り入れ、複数の累積度数出力にわたり、1シンボルに対して所定の個数のピーク波形を検出してダイバーシティ合成に使用する逆拡散符号位相とアンテナを求め送信機側との同期を獲得するマルチパス同期獲得手段と、マルチパス同期獲得手段からの出力によってデジタルトラッキング動作を行なうデジタルトラッキング手段と、デジタルトラッキングデータに基づいて入力データに対する回転角度の補正を行なう回転角度補正手段と、回転角度補正されたデータをダイバーシティ合成するダイバーシティ合成手段とで構成したことを要旨とする。

【0008】上記受信装置のマルチパス同期獲得手段は、複数の累積度数演算手段の累積度数出力の中から、累積度数が所定のしきい値を超えるものの中の最大の累積度数を持つものから順に所定の個数の累積度数に相当する逆拡散符号位相を選び出すようにすることができる。

【0009】また、上記受信装置の累積度数演算手段は、パワーモード演算部と疑似遅延検波モード演算部とを有し、パワーモード演算部は、受信機無線部のI成分とQ成分をA/D変換したデータを受信して  $I^2 + Q^2$  を計算し、その結果をフィルターに通すことで平均受信電力を累積度数として出力し、疑似遅延検波モード演算部は、受信機無線部のI成分とQ成分をA/D変換したデータを受信し、I成分とQ成分をそれぞれ前シンボルの対応するデータと乗算し、I成分とQ成分の両方についての乗算結果を加算し、フィルターを通した結果を累積度数として出力するようにすることができる。

【0010】さらに、上記受信装置の累積度数演算手段

## 4

の疑似遅延検波モード演算部は、受信機無線部のI成分とQ成分をA/D変換したデータを受信し、I成分とQ成分をそれぞれ前シンボルの対応するデータと乗算し、I成分とQ成分の両方についての乗算結果を加算した後に、この加算した値の平方根を求め、フィルターを通した結果を累積度数として出力するようにすることができる。

【0011】さらにまた、上記受信装置の累積度数演算手段のパワーモード演算部は受信機の逆拡散符号が同期確立出来ていない段階で演算動作を行なって累積度を求める一方、疑似遅延検波モード演算部は、逆拡散符号の同期確立ができていない場合に演算動作を行なって累積度を求めるようにしてもよい。

【0012】

【作用】受信機に受信されたデータは、A/D変換された後、相関器によって拡散信号の拡散符号位相と受信機の逆拡散符号（レプリカコード）の位相との相関関係を求められ、その結果としての出力は累積度数演算手段によって受信信号に対するある逆拡散符号位相との相関値の累積度を求められる。その累積度数出力は、マルチパス同期獲得手段において1シンボルに対して所定の個数のピーク波形を検出され、その検出結果に基づいてダイバーシティ合成に使用する逆拡散符号位相とアンテナを求め送信機側との同期が獲得される。その後は、マルチパス同期獲得手段からの出力によってデジタルトラッキング動作が行なわれ、このデジタルトラッキングデータに基づいて入力データに対する回転角度の補正が行なわれて回転角度補正され、回転角度補正されたデータについてダイバーシティ合成が行なわれるとともにデータ復号が行なわれて受信データが得られる。本発明においては、各アンテナごとに別々に相関値が求められ、また累積度を求められるが、マルチパス同期獲得手段においては、複数の累積度数出力にわたり1シンボルに対して所定の個数のピーク波形を検出される。これにより、本発明ではレイク（RAKE）ダイバーシティとスペースダイバーシティを併用した通信システムにおいてレイク合成のための遅延波の選択と、スペースダイバーシティのためのアンテナの選択が同じ次元で行なわれる。

【0013】また、本発明では、上記受信装置のマルチパス同期獲得手段による複数の累積度数出力にわたるピーク波形を検出に際して、複数の累積度数演算手段の累積度数出力の中から、累積度数が所定のしきい値を超えるものの中の最大の累積度数を持つものから順に所定の個数（例えば4個）の累積度数に相当する逆拡散符号位相を選び出されることができる。

【0014】また、上記受信動作に際して、累積度数演算手段は、パワーモードのみによる演算処理を行ない、その結果として得られた累積度をマルチパス同期獲得手段に送付しても一定の効果は得られるが、より好

ましくは、累積度数演算手段はパワー モード演算部と疑似遅延検波モード演算部とを有しており、パワー モード演算部によって受信機無線部のI成分とQ成分をA/D変換したデータを受信して $I^2 + Q^2$ を計算し、その結果をフィルターに通すことで平均受信電力を累積度数として出力する一方、疑似遅延検波モード演算部では、受信機無線部のI成分とQ成分をA/D変換したデータを受信し、I成分とQ成分をそれぞれ前シンボルの対応するデータと乗算し、I成分とQ成分の両方についての乗算結果を加算し、フィルターを通した結果を累積度数として出力するようにするのがよい。これにより受信機がまだ1波のPN同期も獲得できていない場合は累積度数演算手段のパワー モード演算部をオンに設定して主波のみでもPN同期獲得を行なわせ、その後、少なくとも1波PN同期が獲得できたら、疑似遅延検波モード演算部をオンに設定して疑似遅延検波モードの演算を行なうようにすることができ、両方の演算の特徴を活かすことができる。

【0015】さらに、上記受信装置の累積度数演算手段の疑似遅延検波モード演算部の動作に関しては、受信機無線部のI成分とQ成分の両方についての乗算結果を加算した後に、この加算した値の平方根を求め、フィルターを通した結果を累積度数として出力するようにしてもよい。

【0016】

【実施例】以下、本発明の実施例を図面を参照して説明する。図1は本発明の一実施例に係る拡散通信システムの受信装置を示すブロック図、図2は前記実施例に係る拡散通信システムの受信装置に組み込まれる累積度数演算回路の具体例を示すブロック図、図3は同じく前記実施例に組み込まれる同期検波用回転角度補正回路の構成を表すブロック図、図4は前記実施例に組み込まれるダイバーシティ合成・データ復調回路の構成を表すブロック図である。

【0017】図1において、符号11は第1のアンテナ11aおよび第2のアンテナ11bを含み拡散通信システムの無線部に接続されて拡散送信信号を受信する複数のアンテナで、第1のアンテナ11aは、この第1のアンテナ11aで受信された受信信号が伝送される経路としてスペース ダイバーシティ ブランチ1を形成し、第2のアンテナ11bは、この第2のアンテナ11bで受信された受信信号が伝送される経路としてスペース ダイバーシティ ブランチ2を形成している。アンテナ11は第1および第2のアンテナ11a、11b以外にもさらに多くのアンテナが設置されてもよい。12はアンテナ11を通して受信された電波信号を受信装置内に取り込む受信機無線部で、第1および第2のアンテナ11a、11bで受信された各受信信号をI成分、Q成分に分けて出力する。13は第1のアンテナ11aを通して受信された信号をアナログ信号からデジタル信号へ

変換するA/D変換器で、この受信信号のI成分についてのA/D変換を行なうI成分A/D変換部13aと、Q成分についてのA/D変換を行なうQ成分A/D変換部13bとから構成される。14は第2のアンテナ11bを通して受信された信号をアナログ信号からデジタル信号へ変換するA/D変換器で、この受信信号のI成分についてのA/D変換を行なうI成分A/D変換部14aと、Q成分についてのA/D変換を行なうQ成分A/D変換部14bとから構成される。

10 【0018】15は受信動作時の同期獲得を行なうためにデジタル変換された受信データを間引き処理する第1の間引き回路、16はデータ復調処理を行なうためにデジタル変換された受信データを間引き処理する第2の間引き回路、17はA/D変換器13、14、第1の間引き回路15および第2の間引き回路16に対し動作タイミングを取るためのクロック周期を与えるフェーズ・ロック・ループ回路(PLL)である。

【0019】18は第1のアンテナ11aによって受信された拡散信号の拡散符号位相と受信機の逆拡散符号(レプリカ コード)の位相との相関関係を求める相関器で、この受信拡散信号のI成分についての相関関係を求めるI成分相関器18aと、Q成分についての相関関係を求めるQ成分相関器18bとから構成される。19は第2のアンテナ11bによって受信された拡散信号の拡散符号位相と受信機の逆拡散符号(レプリカ コード)の位相との相関関係を求める相関器で、この受信拡散信号のI成分についての相関関係を求めるI成分相関器19aと、Q成分についての相関関係を求めるQ成分相関器19bとから構成される。20は第1のアンテナ11aによって受信された信号に対する或る逆拡散符号位相との相関値の累積度数を求める第1の累積度数演算回路、21は第2のアンテナ11bによって受信された信号に対する或る逆拡散符号位相との相関値の累積度数を求める第2の累積度数演算回路、22は累積度数演算回路20、21の累積度数出力を取り入れ、1シンボルに対して所定の個数のピーク波形を検出してダイバーシティ合成に使用する逆拡散符号位相とアンテナを求め送信機側との同期を獲得するマルチパス同期獲得回路、23は同期獲得用の疑似ノイズであるパイロットPNコードを発生するパイロットPN発生器である。

50 【0020】24は第2の間引き回路16およびマルチパス同期獲得回路22からの信号に基づき、遅延波を生成してデジタルトラッキング動作を行なうデジタルトラッキング、25はデジタルトラッキングデータに基づいて入力データに対する同期検波のための回転角度の補正を行なう同期検波用回転角度補正回路、26は回転角度補正されたデータをダイバーシティ合成し、またデータ復調して受信データを得るダイバーシティ合成・データ復調回路、27は同期検波用回転角度補正回路25において得られた回転角度補正值を基に受信機無線部

12およびPLL17の同期動作タイミングを決める周波数を調整する自動周波数制御部（AFC：Auto Frequency Control）である。

【0021】この実施例において、第1および第2の累積度数演算回路20、21は、図2に示すように、逆拡散符号位相との相関値の累積度を算出する演算部としてパワーモード演算部31と疑似遅延検波モード演算部32とパワーモード演算出力と疑似遅延検波モード演算出力とを切替選択する切替スイッチ33と、累積度を求めるフィルタ手段としてのFIR・IIRフィルタ34とを有している。パワーモード演算部31は、受信機無線部のI成分とQ成分をA/D変換したデータを受信して $I^2 + Q^2$ を計算し、その結果をFIR・IIRフィルタに通すことで平均受信電力を累積度数として出力する。

【0022】一方、疑似遅延検波モード演算部32は、受信信号のI成分についてシンボル遅延を行なう第1のシンボル遅延部35と、Q成分についてシンボル遅延を行なう第2のシンボル遅延部36と、受信信号のI成分について現在の受信信号とシンボル遅延された信号とを乗算処理する第1の乗算器37と、受信信号のQ成分について現在の受信信号とシンボル遅延された信号とを乗算処理する第2の乗算器38と、第1の乗算器37の出力と第2の乗算器38の出力とを加算する加算器39と、加算器39出力についてダイナミックレンジを圧縮するために平方根を求めるルート演算器40とを有し、演算結果をフィルタに通した結果を累積度数として出力する。なお、疑似遅延検波モード演算部32において、上記ルート演算器40を省略した構成にし、第1および第2の乗算器37、38の乗算結果を加算器39で加算し、その出力をフィルタに通した結果を累積度数として出力することもできる。

【0023】また、同期検波用回転角度補正回路25は、図3に示すように、この同期検波用回転角度補正回路25の動作タイミング合わせを行なうための遅延バッファ41と、主波の回転角度を出力するために、主波に相当するダイバーシティ合成ブランチを選択する主波選択回路42と、ダイバーシティ合成ブランチのパイロットPN発生器の位相を選択するためのPN発生器選択回路43と、所定のダイバーシティ合成ブランチのための同期検波用回転角度補正用のパイロットPN発生器44と、或るダイバーシティ合成ブランチのための同期検波用回転角度補正用のI成分用相関器45と、あるダイバーシティ合成ブランチのための同期検波用回転角度補正用のQ成分用相関器46と、あるダイバーシティ合成ブランチのための同期検波用回転角度補正用のI成分用フィルタ47と、あるダイバーシティ合成ブランチのための同期検波用回転角度補正用のQ成分用フィルタ48と、あるダイバーシティ合成ブランチのための同期検波用回転角度補正用のI成分とQ成分を正規化する回路

49と、あるダイバーシティ合成ブランチのための同期検波用回転角度補正用の回転補正值を演算する極性反転回路50と、あるダイバーシティ合成ブランチのための同期検波用回転角度補正用の補正演算を行なう複素数乗算器51とを有して成る。

【0024】この同期検波用回転角度補正回路25において、最終出力であるダイバーシティの回転角度補正したIおよびQサンプル4種類（ダイバーシティ1～4）は、ダイバーシティ合成ブランチ数を「4」とした場合のブランチ1、2、3、4のそれぞれに対応するものである。そしてパイロットPN発生器44から相関器45、46の組を経て複素数乗算器51に至る処理系列は、上記各ブランチ1、2、3、4のそれぞれに対応する同期検波用回路セットを構成している。そして、遅延バッファ41にはダイバーシティ1～4のIおよびQサンプルが入力される。また主波選択回路42には正規化回路49出力が入力されるとともに、この主波選択回路42からは主波の回転角度情報が出力される。PN発生器選択回路43にはPN発生器選択情報が入力され、パイロットPN発生器44にはPN位相情報が入力される。また、相関器45、46には、前記遅延バッファ41と同様、ダイバーシティ1～4のIおよびQサンプルが入力される。

【0025】また、ダイバーシティ合成・データ復調回路26は、図4に示すように、あるダイバーシティ合成ブランチのパイロットPN発生器の位相を選択するためのPN発生器選択回路61と、ダイバーシティブランチ数が4である場合において、ブランチ番号4のダイバーシティ合成回路PN発生器62と、ブランチ番号3のダイバーシティ合成回路PN発生器63と、ブランチ番号2のダイバーシティ合成回路PN発生器64と、ブランチ番号1のダイバーシティ合成回路PN発生器65と、ダイバーシティブランチ数が4である場合のブランチ4、3、2、1のI成分のダイバーシティ合成回路用相関器66、67、68、69と、ダイバーシティブランチ数が4である場合のブランチ4、3、2、1のQ成分のダイバーシティ合成回路用相関器70、71、72、73と、ダイバーシティブランチ数が4である場合のブランチ4、3、2、1のI成分のダイバーシティ合成回路用加算器74と、ダイバーシティブランチ数が4である場合のブランチ4、3、2、1のQ成分のダイバーシティ合成回路用加算器75と、Iデータを復調するための減算器76と、Qデータを復調するための加算機77とから構成されている。

【0026】そして、PN発生器選択回路61にはPN発生器選択情報が入力され、PN発生器62～65にはPN発生器選択回路61の出力とPN位相情報とが入力され、各PN発生器62～65の出力はそれぞれ対応する相関器66～73に入力される。具体的には、PN発生器62の出力は相関器66、70に入力され、PN発

生器 6 3 の出力は相関器 6 7、7 1 に入力され、PN 発生器 6 4 の出力は相関器 6 8、7 2 に入力され、PN 発生器 6 5 の出力は相関器 6 9、7 3 に入力される。また相関器 6 6 にはダイバーシティ 4 の回転角度補正した Q サンプルが入力され、相関器 6 7 にはダイバーシティ 3 の回転角度補正した Q サンプルが入力され、相関器 6 8 にはダイバーシティ 2 の回転角度補正した Q サンプルが入力され、相関器 6 9 にはダイバーシティ 1 の回転角度補正した Q サンプルが入力される。また、相関器 7 0 にはダイバーシティ 4 の回転角度補正した I サンプルが入力され、相関器 7 1 にはダイバーシティ 3 の回転角度補正した I サンプルが入力され、相関器 7 2 にはダイバーシティ 2 の回転角度補正した I サンプルが入力され、相関器 7 3 にはダイバーシティ 1 の回転角度補正した I サンプルが入力される。

【0027】さらにマルチパス同期獲得回路 2 2 についてみると、このマルチパス同期獲得回路 2 2 は、その前段の累積度数演算回路まではブランチ別（アンテナ別）に取り込まれた受信信号に対する処理がなされてきたのに対して、複数の累積度数演算回路 2 0、2 1 の累積度数出力を取り入れ、複数の累積度数出力にわたり、1 シンボルに対して所定の個数のピーク波形を検出してダイバーシティ合成に使用する逆拡散符号位相とアンテナを求め送信機側との同期を獲得する構成となっている。さらに、マルチパス同期獲得回路 2 2 は、複数の累積度数演算回路 2 0、2 1 の累積度数出力の中から、累積度数が所定のしきい値を超えるものの中の最大の累積度数を持つものから順に所定の個数（例えば 4 個）の累積度数に相当する逆拡散符号位相を選び出すようになってい

る。このようにして選び出された累積度数と相対位相との関係を図 5 に示す。

【0028】かかる構成を有する拡散通信システムの動作について図 6 および図 7 のフロー図に基づいて説明する。

【0029】図 6 および図 7 はマルチパス同期獲得回路 2 2 の処理動作を説明するフロー図である。このマルチパス同期獲得回路 2 2 の処理動作が開始されると、ステップ 8 1 において累積度数演算回路 2 0、2 1 を主波獲得状態であるパワー モードに設定し、パワー モード演算部 3 1 に  $I^2 + Q^2$  の演算を行なわせ、ステップ 8 2 においてパイロット PN 発生器 2 3 の位相を初期位相  $f$  に設定する。次に、ステップ 8 3 において相関器 1 8 と 1 9 でスペース ダイバーシティ 1 と 2 の I、Q 成分それぞれの現在の PN 位相の相関値を計算し、ステップ 8 4 において累積度数演算回数  $g$  が  $g$  より大きいか否かをチェックし、小さければステップ 8 3 の処理に戻る一方、大きければステップ 8 5 でパイロット PN 発生器 2 3 の位相を、パイロット PN 符号の初期同期獲得の位相調整分である  $h$  チップで調整する。その後、ステップ 8 6 においてパイロット PN の 1 周期分を監視したか否か

をチェックし、監視していなければステップ 8 3 の処理に戻る一方、監視していればステップ 8 7 において同期獲得のためのしきい値レベル  $i$  より高い累積度数を持っている PN 位相の数（スペース ダイバーシティの全ブランチの結果でみなすことができる） $j$  が 0 より大きいか否かのチェックを行なう。

【0030】このチェック動作において、 $j$  が 0 より大きくなければ、ステップ 8 2 の処理に戻る。一方、先のチェック動作においてしきい値レベル  $i$  より高い累積度数を持っている PN 位相の数  $j$  が 0 より大きいと判断されたときは、ステップ 8 8 において上記条件の PN 位相の数  $j$  がダイバーシティ合成用ブランチ数  $b$  より大きいか否かをチェックし、 $b$  より大きいときは、ステップ 8 9 において上位  $b$  個の累積度数に相当するパイロット PN の位相とダイバーシティ合成ブランチ番号をデジタルトラッキング回路 2 4 に送付する。他方、 $j$  が  $b$  より大きくなければステップ 9 0 において上位  $j$  個の累積度数に相当するパイロット PN の位相とダイバーシティ合成ブランチ番号をデジタルトラッキング回路 2 4 に送付する。そしてステップ 8 9 またはステップ 9 0 のいずれかの処理が行なわれると、ステップ 9 1 において累積度数演算回路 2 0、2 1 を疑似遅延検波モードに設定する。

【0031】疑似遅延検波モードに設定されると、疑似遅延検波モード演算部 3 2 が作動し、ステップ 9 2 においてパイロット PN 発生器 2 3 の位相を初期位相  $f$  に設定する。次いでステップ 9 3 において相関器 1 8、1 9 でスペース ダイバーシティ 1 と 2 の I 成分および Q 成分それぞれの現在の PN 位相の相関値を計算し、ステップ 9 4 において累積度数演算回数  $g$  が  $g$  より大きいか否かをチェックし、小さければステップ 9 3 の処理に戻る一方、大きければステップ 9 5 でパイロット PN 発生器 2 3 の位相を、パイロット PN 符号の初期同期獲得の位相調整分である  $h$  チップで調整する。その後、ステップ 9 6 においてパイロット PN の現在の位相から初期位相  $f$  を減算し、その結果の値が遅延波サーチの範囲設定値よりも小さいか否かをチェックし、小さくなければステップ 9 3 の処理に戻る一方、小さければステップ 9 7 において同期獲得のためのしきい値レベル  $i$  より高い累積度数を持っている PN 位相の数  $j$  が 0 より大きいか否かをチェックし、0 より大きくなければ、ステップ 9 3 の処理に戻る。

【0032】他方、先のチェック動作においてしきい値レベル  $i$  より高い累積度数を持っている PN 位相の数  $j$  が 0 より大きいと判断されたときは、ステップ 9 8 において既に使用中の PN 位相に相当する  $b$  個の累積度数より高い  $J$  個中の累積度数の数  $k$  が 0 より大きいか否かをチェックし、 $k$  が 0 より大きくないときはステップ 9 2 の処理に戻る。他方、ステップ 9 8 において  $k$  が  $b$  より大きいと判断されたときは、ステップ 9 9 において前記

11

k の数がダイバーシティ合成用ブランチ数 b より大きい  
か否かをチェックし、b より大きいときは、ステップ 1  
0 0 において k 個中の上位 b 個の累積度数に相当するパ  
イロット P N の位相とダイバーシティ合成ブランチ番号  
をデジタルトラッキング回路 2 4 に送付する。この動  
作を図 5 についてみると、図 5 (a) に示す第 1 のアン  
テナ 1 1 a による受信では、

j = 4

であり、図 5 (b) に示す第 2 のアンテナ 1 1 b による  
受信では、

j = 3 である。

そして、前述したところから b の値を 4 とすれば、k は  
b より大きくなるから、上記のようにステップ 1 0 0 の  
処理が実行される。これにより、累積度数が所定のしき  
い値を超えるものの中の最大の累積度数を持つものから  
順に 4 個の累積度数に相当する逆拡散符号位相が選出さ  
れるのである。

【0033】一方、k が b より大きくなければステップ  
1 0 1 において k 個の累積度数に相当するパイロット P  
N の位相とダイバーシティ合成ブランチ番号をデジタル  
トラッキング回路 2 4 に送付し、その後ステップ 9 2  
の処理動作に移行する。

【0034】なお、上記受信動作に際して、累積度数演  
算回路 2 0、2 1 は、パワー モードのみによる演算処  
理を行ない、その結果として得られた累積度数を複数の  
アンテナ 1 1 について算出しマルチパス同期獲得回路 2  
2 に送付しても一定の効果は得られる。なぜなら、本発  
明では各アンテナ (1 1 a、1 1 b など) ごとに別々に  
相関値が求められ、また累積度数を求められるが、マル  
チパス同期獲得回路 2 2 においては、複数の累積度数出  
力 (図 5 の (a)、(b)) にわたり 1 シンボルに対し  
て所定の個数のピーク波形を検出される。これにより、  
本発明ではレイク (RAKE) ダイバーシティとスパー  
ス ダイバーシティを併用した通信システムにおいてレ  
イク合成のための遅延波の選択と、スペース ダイバー  
シティのためのアンテナの選択が同じ次元で行なわれ、  
より正確な同期を取ることができるからである。しか  
し、より好ましくは、累積度数演算回路 2 0、2 1 はパ  
ワー

【0035】モード演算部 3 1 と疑似遅延検波モード演  
算部 3 2 の両方を有しており、パワー モード演算部 3  
1 によって受信機無線部 1 2 の I 成分と Q 成分を A/D  
変換したデータを受信して  $I^2 + Q^2$  を計算し、その結  
果を FIR・IIR フィルター 3 4 に通すことで平均受  
信電力を累積度数として出力する一方、疑似遅延検波モ  
ード演算部 3 2 では、受信機無線部 1 2 の I 成分と Q 成  
分を A/D 変換したデータを受信し、I 成分と Q 成分を  
それぞれ前シンボルの対応するデータと乗算し I 成分と  
Q 成分の両方についての乗算結果を加算し、FIR・I  
IR フィルター 3 4 を通した結果を累積度数として出力

12

するようにするのがよい。これにより受信機がまだ 1 波  
の P N 同期も獲得できていない場合は累積度数演算回路  
2 0、2 1 のパワー モード演算部 3 1 をオンに設定し  
て主波のみでも P N 同期獲得を行なわせ、その後、少な  
くとも 1 波 P N 同期が獲得できたら、疑似遅延検波モ  
ード演算部 3 2 をオンに設定して疑似遅延検波モードの演  
算を行なうようにすることができ、両方の演算の特徴を  
活かして、迅速で正確な同期獲得ができる。

【0036】

10 【発明の効果】以上説明したように、本発明によれば拡  
散通信システムにおける受信品質を向上させることがで  
き、また、拡散通信システムの受信動作に際しての同期  
確立が迅速且つ確実に行なえるという効果が得られる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】本発明の一実施例に係る拡散通信システムの受  
信装置を示すブロック図

【図 2】前記実施例に係る拡散通信システムの受信装置  
に組み込まれる累積度数演算回路の具体例を示すブロッ  
ク図

20 【図 3】前記実施例に組み込まれる同期検波用回転角度  
補正回路の構成を表すブロック図

【図 4】前記実施例に組み込まれるダイバーシティ合成  
・データ復調回路の構成を表すブロック図

【図 5】(a) 第 1 のアンテナにより受信された信号に  
ついて累積度数演算回路で求められた累積度数と相対位  
相との関係を示す図

(b) 第 2 のアンテナにより受信された信号について累  
積度数演算回路で求められた累積度数と相対位相との関  
係を示す図

30 【図 6】本発明のマルチパス同期獲得回路の処理動作を  
説明するフロー図

【図 7】本発明のマルチパス同期獲得回路の処理動作を  
説明する図 6 に引き続くフロー図

【図 8】従来のダイバーシティ合成指定回路の構成を示  
すブロック図

【符号の説明】

1 1 アンテナ

1 2 受信機無線部

1 3、1 4 A/D 変換器

40 1 5 第 1 の間引き回路

1 6 第 2 の間引き回路

1 7 PLL (フェーズ・ロック・ループ回路)

1 8、1 9 相関器

2 0、2 1 累積度数演算回路

2 2 マルチパス同期獲得回路

2 3 パイロット P N 発生器

2 4 遅延波用デジタルトラッキング

2 5 同期検波用回転角度補正回路

2 6 ダイバーシティ合成とデータ復調回路

50 2 7 AFC

14

### 3 4 切替スイッチ

35、36 シンボル遅延部

[illegible]

主波獲得状態

疑似遅延検波モード

シンボル遅延1

シンボル遅延2

パワーモーター

FIR・IIR フィルター

累積度数

31

12+02

1

35

36

0

37

39

38

40

20(21)

33

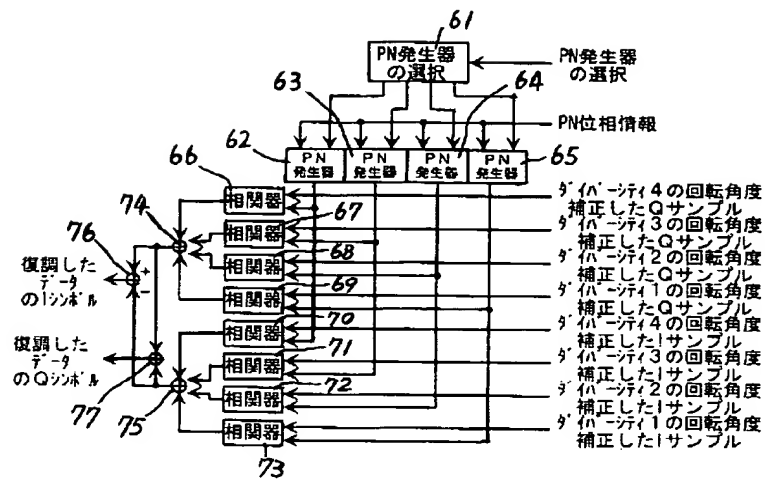
34

32

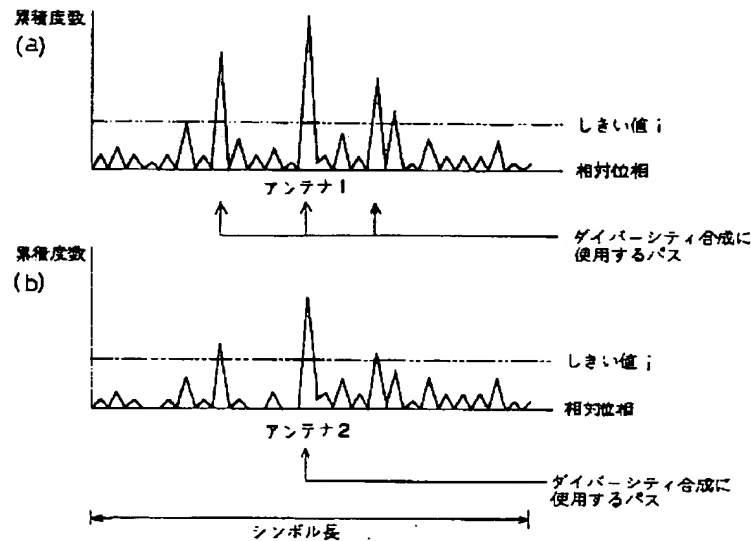
[illegible]



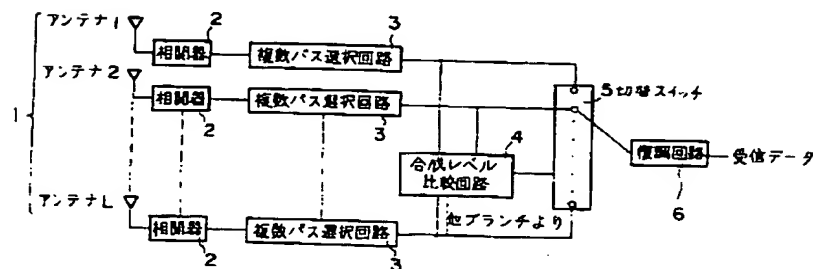
【図4】



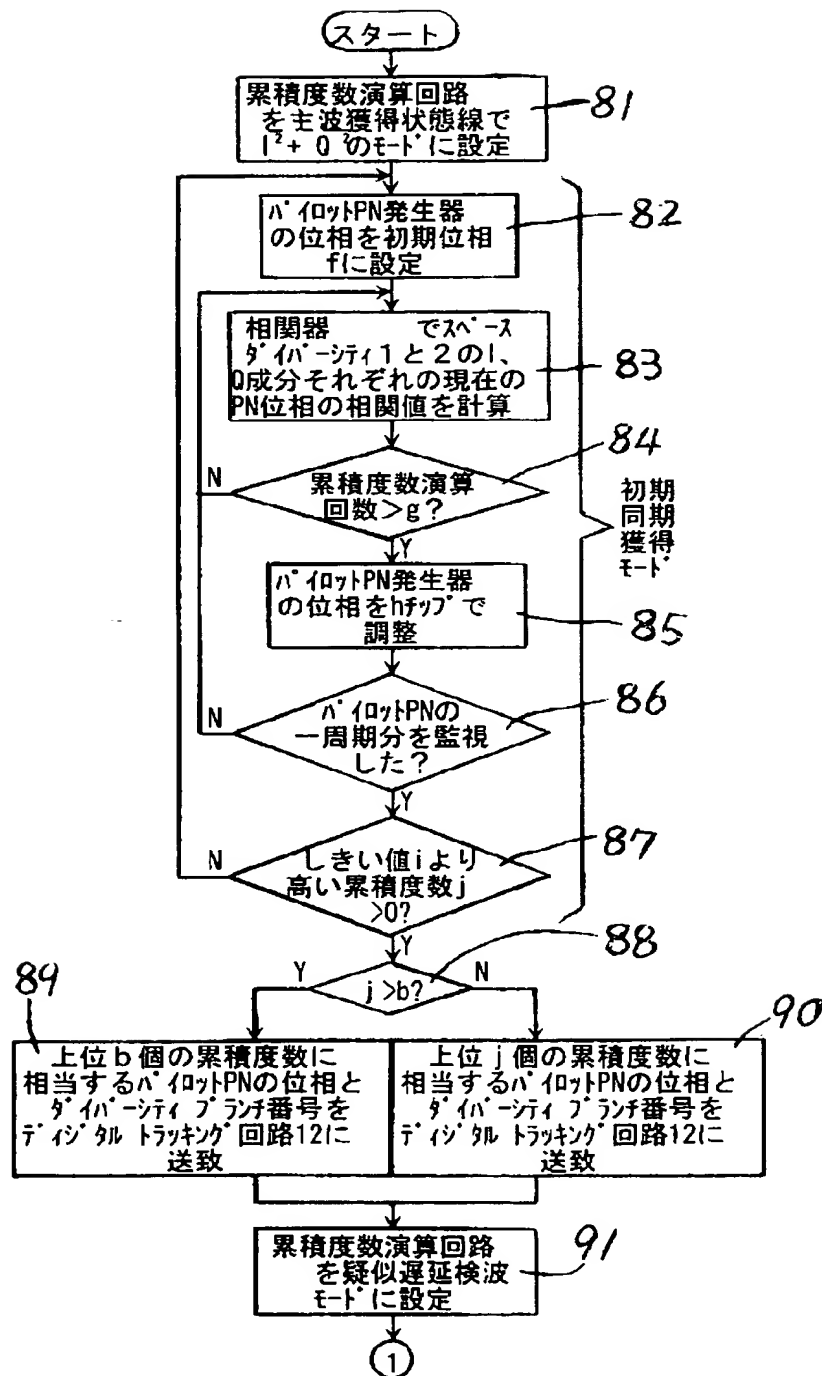
【図5】



【図8】



【図 6】



【図7】

